

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08032633 A**

(43) Date of publication of application: **02 . 02 . 96**

(51) Int. Cl. **H04L 27/00**
H03M 13/12
H04L 25/08
H04L 27/34

(21) Application number: **06168151**

(71) Applicant: **TOSHIBA CORP**

(22) Date of filing: **20 . 07 . 94**

(72) Inventor: **OKITA SHIGERU**

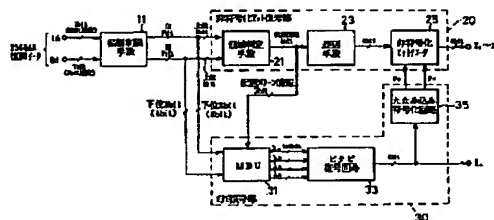
(54) **TRELLIS DECODER**

(57) Abstract:

PURPOSE: To provide a trellis decoder where the number of the bits of input signals and the number of the bits of output, which are required for branch metric calculation, can be reduced, and a circuit scale can be reduced.

CONSTITUTION: An area judgement means 21 which outputs area information corresponding to the group of prescribed symbols specified by demodulation data among a symbol group which is set by prescribed bit arrangement, and which makes a part of bits in area information correspond to arrangement pattern information match 5 with the arrangement pattern of the group of the symbols, an amplitude restriction means 11 restricting the amplitude of demodulation data and a branch metric calculation means 31 executing branch metric calculation in vitervi decoding by using a part of amplitude restriction demodulation data whose amplitude is restricted by the amplitude restriction means 11 and by using arrangement pattern information are provided.

COPYRIGHT: (C)1996,JPO



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-32633

(43)公開日 平成8年(1996)2月2日

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/00				
H 0 3 M 13/12		8730-5K		
H 0 4 L 25/08	B	9199-5K	H 0 4 L 27/ 00	B
		9297-5K		E
		9297-5K		

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 12 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願平6-168151

(22)出願日 平成6年(1994)7月20日

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72)発明者 沖田 茂

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株式会社東芝マルチメディア技術研究所内

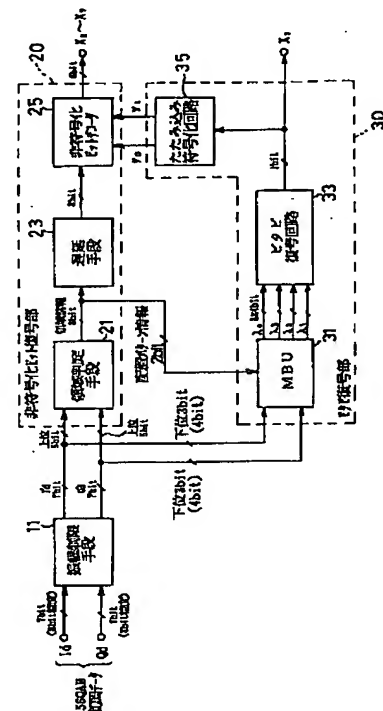
(74)代理人 弁理士 三好 秀和 (外3名)

(54)【発明の名称】 トレリス復号器

(57)【要約】

【目的】 本発明は、ブランチメトリックの演算に必要な入力信号のビット数と出力のビット数を削減し、回路規模を縮小することのできるトレリス復号器を提供することを目的とする。

【構成】 本発明のトレリス復号器は、所定のビット配置で設定されるシンボル群の中から前記復調データによって特定される所定のシンボルの組に対応する領域情報を出力し、かつこの領域情報の一部のビットは当該シンボルの組の配置パターンに一致させた配置パターン情報と対応づけて成る領域判定手段と、前記復調データに対して振幅制限を施す振幅制限手段と、この振幅制限手段により振幅制限が施された振幅制限復調データの一部と前記配置パターン情報を用いて前記ビタビ復号におけるブランチメトリックを演算するブランチメトリック演算手段とを備えて構成される。



1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 送信側で複数ビットで構成される情報シンボルに対して、その一部の所定ビットをたたみ込み符号化して符号化ビットとし、その残りのビットを非符号化ビットとして前記符号化ビットと組にしてトレリス符号化変調されたものを、受信側で復調し、軟判定して得られた復調データを基にビタビ復号した符号化ビットを用いて非符号化ビットを復号するトレリス復号器であって、

所定のビット配置で設定されるシンボル群の内から前記復調データによって特定される所定のシンボルの組に対応し、かつ当該シンボルの組の配置パターンに係る配置パターン情報と対応付けられたビットを含む領域情報を出力する領域判定手段と、

前記復調データに対して振幅制限を施す振幅制限手段と、

この振幅制限手段により振幅制限が施された振幅制限復調データの一部と前記領域判定手段から出力される領域情報から判別される配置パターン情報とを用いて前記ビタビ復号におけるブランチメトリックを演算するブランチメトリック演算手段とを有することを特徴とするトレリス復号器。

【請求項 2】 送信側で複数ビットで構成される情報シンボルに対して、その一部の所定ビットをたたみ込み符号化して符号化ビットとし、その残りのビットを非符号化ビットとして前記符号化ビットと組にしてトレリス符号化変調されたものを、受信側で復調し、軟判定して得られた復調データを基にビタビ復号した符号化ビットを用いて非符号化ビットを復号するトレリス復号器であって、

所定のビット配置で設定されるシンボル群の内から前記復調データによって特定される所定のシンボルの組を検出して代表シンボルの組データとして出力する代表シンボル検出手段と、

この代表シンボル検出手段から出力される前記代表シンボルの組データから前記所定のシンボルの組の配置パターンに係る配置パターン情報を検出して出力する配置パターン検出手段と、

前記復調データに対して振幅制限を施す振幅制限手段と、

この振幅制限手段により振幅制限が施された振幅復調データの一部と前記配置パターン情報を用いて前記ビタビ復号におけるブランチメトリックを演算するブランチメトリック演算手段とを有することを特徴とするトレリス復号器。

【請求項 3】 送信側で複数ビットで構成される情報シンボルに対して、その一部の所定ビットをたたみ込み符号化して符号化ビットとし、その残りのビットを非符号化ビットとして前記符号化ビットと組にしてトレリス符号化変調されたものを、受信側で復調し、軟判定して得

(2)

2

られた復調データを基にビタビ復号した符号化ビットを用いて非符号化ビットを復号するトレリス復号器であって、

前記復調データに対して振幅制限を施す振幅制限手段と、

この振幅制限手段により振幅制限が施された振幅制限復調データの一部である第 1 の振幅制限復調データから、所定のビット配置で設定されるシンボル群の内から前記復調データによって特定される所定のシンボルの組の配置パターンに係る配置パターン情報を検出して出力する配置パターン検出手段と、

前記振幅制限復調データの一部である第 2 の振幅制限復調データと前記配置パターン情報とを用いて前記ビタビ復号におけるブランチメトリックを演算するブランチメトリック演算手段とを有することを特徴とするトレリス復号器。

【請求項 4】 前記ブランチメトリック演算手段は、前記ブランチメトリックが所定値を越えるとき当該出力値を前記所定値に制限する非線形処理を施す非線形処理手段を有することを特徴とする請求項 1 又は 2 又は 3 記載のトレリス復号器。

【請求項 5】 前記振幅制限手段は、 I/Q 軸のそれぞれに投影した前記振幅制限の範囲を 2° の倍数として、 2° 個のサンプル間隔で前記配置パターン情報を対応づけることを特徴とする請求項 1 又は 2 又は 3 又は 4 記載のトレリス復号器。

【請求項 6】 複数の QAM 復調器を具備するときに、前記ブランチメトリック演算手段はをそれぞれの QAM 復調器に対して共有されることを特徴とする請求項 1 又は 2 又は 3 又は 4 又は 5 記載のトレリス復号器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、トレリス符号化変調方式におけるトレリス復号器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 近年、放送及び通信等の分野では、限られた周波数帯域で符号化利得を得る符号化の方法としてトレリス符号化変調方式が用いられる。このトレリス符号化変調方式の手法と効果については、たとえば文献 G. Ungerboeck 著「Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets Part I; Introduction」及び同著「Trellis-Coded Modulation With Redundant Signal Sets Part II; State of the Art」, IEEE Communications Magazine, 1987-Vol. 25. No. 2、あるいは A. J. Viterbi, J. K. Wolf, E. Zehavi, R. Padovani, 著「A Pragmatic Approach to Trellis-Coded Modulation」, IEEE Communications Magazine, Vol. 27, pp. 11-19, Jul. 1989 に述べられている。

【0003】 以下、この変調方式について簡単に説明する。例えば、変調方式が 256 QAM (Quadrature Amplitude Modulation; 直交振幅変調) の場合のトレリス符

号化器の構成例を図17に示す。図17を参照するに、情報シンボル ($x_1 \sim x_7$) の7ビットを非符号化ビット (6ビット) と、1ビットをたたみ込み符号化器101により拡大した符号化ビット (2ビット) をトレリス符号化シンボル8ビットとし、これを信号配置分配器103によりI軸/Q軸の配置に対応した5ビットの送信側の変調データ I_e/Q_e に変換し、変調して送出する。トレリス符号化変調方式はこの変調シンボルの配置の仕方に特徴がある。

【0004】図17に示すトレリス符号化器は、その構成から、トレリス符号化シンボルの8ビットのうち下位2ビットの符号化ビットの方がたたみ込み符号化により符号間距離を大きく確保することができるものである。また上位の6ビットについては、変調シンボルの配置により符号間距離を確保してバランスをとるようにする。

【0005】図5にQAM変調方式によるトレリス符号化変調方式 (QAM-TCM (Trellis-Coded Modulation)) の変調シンボル配置を示す。これは、前記文献の

「A Pragmatic Approach to Trellis-Coded Modulation」をQAMに応用したものである。図5において、例えば○のシンボルは下位2ビットが“00”のシンボルであり、△は“10”のシンボルであり、□は“01”のシンボルであり、◎は“11”のシンボルである。このように、符号化ビットが共通のシンボルの集合をサブセットと呼ぶ。これらのシンボルを図5に示すように配置することにより、上位の非符号化ビットのみ異なるシンボルについては、変調シンボル配置上での距離を最大化し、総合の符号間距離をとることが可能となる。これが、トレリス符号化変調方式の基本原理である。

【0006】なお、図2に上位の非符号化ビット (6ビット) の配置例を示す。図は下位2ビットが“00”の○のシンボルについてのみ示してある。他のサブセットについても同様である。

【0007】次に、前記256QAM-TCMの場合について復号方法を説明する。図16に従来のトレリス復号器の構成を示す。このトレリス復号器は、非符号化ビット復号部20とビタビ復号部30からなり、また非符号化ビット復号部20は代表シンボル検出手段27、遅延回路28及び非符号化ビット選択手段29で構成され、ビタビ復号部30はBMU31、ビタビ復号回路33及びたたみ込み符号化回路35で構成される。

【0008】このような構成で、復調した受信シンボルのI/Q軸上の配置に対応した256QAM復調データ I_d/Q_d を入力とし (I_d/Q_d 、受信側の軟判定復調データ)、トレリス復号シンボル ($x_1 \sim x_7$) を出力する。各軸における配置の判定において、受信シンボルは軟判定される (図3を参照)。この図3の場合、各変調シンボル間を各軸において8つに分割しており (図3 (a) ではI/Q軸共、4から12までの8区間)、最低7×2bitの表現を必要とする。この軟判定された

復調データの14ビットよりビタビ復号部30のBMU (branch metric unit) 31によりビタビ復号のための4つのブランチメトリックを計算し、それらを用いてビタビ復号回路33により情報ビット (x_1) を得る。尚、通常、ビタビ復号回路にはBMUが含まれるが、本明細書においては別個のものとする。

【0009】次に、トレリス復号の原理について説明する。まず、図3 (a) に示すように各サブセットについて硬判定して、復号シンボルの候補 (代表シンボル) を検出する。つまり、トレリス符号化シンボル ($y_1 \dots y_7, y_8$) のうち、下位の2ビットについてはビタビ復号されるまで決定できないので、(y_1, y_8) = (00) ~ (11) の各々について、($\times \times \times \times \times y_1, y_8$) を予め検出しておく。

【0010】例えば、図3において、受信シンボル●に対し、(y_1, y_8) = (00) のサブセット、すなわち○については(00100100)のシンボルが、同様にして、□については(00000101)、△については(00100010)、◎については(00000011)の各シンボルが各サブセットの代表シンボルとなる。なお、代表シンボルの検出は上位6ビットのみでよい (下位の2ビットはビタビ復号後に決定できる)。したがって、代表シンボルの出力ビット数は、 $6 \times 4 = 24$ ビットとなる。

【0011】ビタビ復号に必要なブランチメトリックは各代表シンボルと受信シンボルとの距離 (ユークリッド距離) に基づいて決定する。図3に示すように (y_1, y_8) = (00) ~ (11) に対応するブランチメトリック $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ をそれぞれBsビットで表現する。

【0012】ブランチメトリックの計算は、例えば軟判定後の受信シンボルが図3 (a) に示す位置にあるとき、図3 (b) に示すようになる。ここで、各数字は◎のシンボルから各受信位置における受信シンボルまでのユークリッド距離の2乗 (つまり図3 (a) に示す λ_3) を表す。前記受信シンボルに対しては、 $\lambda_3 = 72 (= 01001000)$ である。また、ブランチメトリックの取り得る値の範囲は0~128であり、このままだと表現に8ビットを要する。しかしながら、ある程度までビット打ち切りにより演算精度を下げて、BER特性はほとんど劣化しないことが知られており、上位4ビットで打ち切ったときのブランチメトリックのテーブルは図4のようになる。この場合、Bs = 4である。

【0013】これらを用いて、図16に示したビタビ復号回路では、たたみ込み符号化の構成から決まる、Ns個の可能な伝送系列 (パス) に対応した誤差を累積してパスメトリックとし、これに基づいてパスの選択が行われてMs段のパスメモリに記憶される。記憶されたNs個のパスのうち、最も確からしいパス (最尤パス) の、最過去のビットがビタビ復号ビットとして出力される。

このようにして、情報ビット (x_1) は、誤り訂正されながら再生され、これをたたみ込み符号化すれば符号化ビット (y_1, y_0) を再生することができる。Ms は通常拘束長の4~6倍の値が選ばれており、たたみ込み符号化の状態数 $N_s = 64$ のとき $M_s = 30 \sim 40$ である。つまり、ここで説明した従来例のビタビ復号では、ひとつの (x_1) の復号に、30~40個の受信シンボルを用いることになる。

【0014】また、図16に示すトレリス復号器で復号された符号化ビット (y_1, y_0) は、誤り訂正の効果を含んでおり、これらを用いて非符号化ビット ($y_1 \cdots y_2$) = ($x_1 \cdots x_2$) を復号する。ここで検出された各代表シンボルは、ビタビ復号回路33でビタビ復号にかかる時間分だけ遅延するため、Ms 段のシフトレジスタに入力される。このようにして復号再生された (y_1, y_0) に対応する ($y_1 \cdots y_2$) が選択され、トレリス復号シンボルの上位6ビットが決定される。

【0015】例えば、図3の例で、Ms 段シフトレジスタの出力が (001001)、(000001)、(001000)、(000000) であるとき、(y_1, y_0) = (01) ならば、($y_1 \cdots y_2$) = ($x_1 \cdots x_2$) = (000001) である。即ち、図3で対応する変調シンボルは (00000101) である。図3で256QAMの硬判定を行うと (00100100) となるのだが、下位2ビットについて、その前後の受信系列との繋がりから、実は (00000101) の方が正しいと誤り訂正される。

【0016】なお、図16における代表シンボルの検出は、256QAM復調データの復調精度によって決まる。例えば、I/Q各軸共に8ビットの精度が必要である。ところで、QAMの場合は変調シンボルが格子状に配置されるため上位の何ビットかが、代表シンボルを決定する。例えば256QAMはI/Q各軸上位の5ビットのみで代表シンボルの検出は可能である。

【0017】一方、BMUにおけるブランチメトリックは、軟判定のレベル (すなわち量子化レベル) が高ければ高い程、ビタビ復号の精度は向上するのだが、I/Q各軸7ビットで十分だったとする。すると、トレリス復号は、I/Q各軸が8ビット精度の7ビットの復調データで可能となり、8ビットのうちのLSBの1ビットは用いなくても良い。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、BMUを、例えばROMで構成しようすると、入力アドレス $7 \times 2 = 14 \text{ bit}$ あるいは $8 \text{ bit} \times 2 = 16 \text{ bit}$ で、出力 $4 \times 4 = 16 \text{ bit}$ の構成となる。これは $2^4 \times 16 = 256 \text{ Kbit}$ あるいは $2^8 \times 16 = 1000 \text{ Kbit}$ ($1 \text{ K} = 1024$) の膨大なメモリを必要とすることになる。このように大規模のROMをトレリス復号LSIとして内蔵して1チップ化するには、コスト上、非常に不

利である。

【0019】本発明は、上記課題に鑑みてなされたもので、ブランチメトリックの演算に必要な入力信号のビット数と出力のビット数を削減し、回路規模を縮小することのできるトレリス復号器を提供することを目的とする。

【0020】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため本願第1の発明は、送信側で複数ビットで構成される情報シンボルに対して、その一部の所定ビットをたたみ込み符号化して符号化ビットとし、その残りのビットを非符号化ビットとして前記符号化ビットと組にしてトレリス符号化変調されたものを、受信側で復調し、軟判定して得られた復調データを基にビタビ復号した符号化ビットを用いて非符号化ビットを復号するトレリス復号器であって、所定のビット配置で設定されるシンボル群の内から前記復調データによって特定される所定のシンボルの組に対応し、かつ当該シンボルの組の配置パターンに係る配置パターン情報と対応付けられたビットを含む領域情報を出力する領域判定手段と、前記復調データに対して振幅制限を施す振幅制限手段と、この振幅制限手段により振幅制限が施された振幅制限復調データの一部と前記領域判定手段から出力される領域情報から判別される配置パターン情報とを用いて前記ビタビ復号におけるブランチメトリックを演算するブランチメトリック演算手段とを有することを要旨とする。

【0021】望ましくは、送信側で複数ビットで構成される情報シンボルに対して、その一部の所定ビット数をたたみ込み符号化して2ビットの符号化ビットとし、その残りのビットを非符号化ビットとして前記符号化ビットと組にしてトレリス符号化変調されたものを、受信側で復調し、軟判定して得られた受信シンボルに対応する復調データを基に、ビタビ復号部によりビタビ復号した符号化ビットを用いて非符号化ビットを復号する非符号化ビット復号部を有するトレリス復号器において、前記所定のビット配置で設定されるシンボル群、すなわちサブセットの内から前記受信シンボルによって特定されるシンボル、すなわちサブセットの代表シンボルの組に対応する領域情報を出力する領域判定手段と、前記軟判定して得られた復調データに対して振幅制限を施す振幅制限手段と、この振幅制限手段により振幅制限が施されたデータの一部と、前記領域判定手段の出力の一部を用いて (配置パターン情報)、前記ビタビ復号におけるブランチメトリックを演算するブランチメトリック演算手段を有すると良い。

【0022】本願第2の発明は、送信側で複数ビットで構成される情報シンボルに対して、その一部の所定ビットをたたみ込み符号化して符号化ビットとし、その残りのビットを非符号化ビットとして前記符号化ビットと組にしてトレリス符号化変調されたものを、受信側で復調

し、軟判定して得られた復調データを基にビタビ復号した符号化ビットを用いて非符号化ビットを復号するトレリス復号器であって、所定のビット配置で設定されるシンボル群の中から前記復調データによって特定される所定のシンボルの組を検出して代表シンボルの組データとして出力する代表シンボル検出手段と、この代表シンボル検出手段から出力される前記代表シンボルの組データから前記所定のシンボルの組の配置パターンに係る配置パターン情報を検出して出力する配置パターン検出手段と、前記復調データに対して振幅制限を施す振幅制限手段と、この振幅制限手段により振幅制限が施された振幅復調データの一部と前記配置パターン情報を用いて前記ビタビ復号におけるブランチメトリックを演算するブランチメトリック演算手段とを有することを要旨とする。

【0023】望ましくは、前記トレリス復号器において、所定のビット配置で設定されるシンボル群、すなわちサブセットの中から前記受信シンボルによって特定されるシンボル、すなわち代表シンボルの組を検出して出力する代表シンボル検出手段と、前記代表シンボル組データから配置パターン情報を出力する配置パターン検出手段と、前記軟判定して得られた受信シンボルに対して振幅制限を施す振幅制限手段と、この振幅制限手段により振幅制限が施されたデータの一部と、前記配置パターン情報とから、前記ビタビ復号におけるブランチメトリックを演算するブランチメトリック演算手段を有すると良い。

【0024】本願第3の発明は、送信側で複数ビットで構成される情報シンボルに対して、その一部の所定ビットをたたみ込み符号化して符号化ビットとし、その残りのビットを非符号化ビットとして前記符号化ビットと組にしてトレリス符号化変調されたものを、受信側で復調し、軟判定して得られた復調データを基にビタビ復号した符号化ビットを用いて非符号化ビットを復号するトレリス復号器であって、前記復調データに対して振幅制限を施す振幅制限手段と、この振幅制限手段により振幅制限が施された振幅制限復調データの一部である第1の振幅制限復調データから、所定のビット配置で設定されるシンボル群の中から前記復調データによって特定される所定のシンボルの組の配置パターンに係る配置パターン情報を検出して出力する配置パターン検出手段と、前記振幅制限復調データの一部である第2の振幅制限復調データと前記配置パターン情報とを用いて前記ビタビ復号におけるブランチメトリックを演算するブランチメトリック演算手段とを有することを要旨とする。

【0025】本願第4の発明は、前記請求項1又は2又は3記載のブランチメトリック演算手段が、ブランチメトリックが所定値を越えるとき当該出力値を前記所定値に制限する非線形処理を施す非線形処理手段を有することを要旨とする。

【0026】本願第5の発明は、前記請求項1又は2又

は3又は4記載の振幅制限手段が、I/Q軸のそれぞれに投影した前記振幅制限の範囲を 2^n の倍数として、 2^n 個のサンプル間隔で前記配置パターン情報を対応づけることを要旨とする。

【0027】望ましくは、前記トレリス復号器の振幅制限手段による各領域のI/Q各軸に相当する範囲を 2^n として振幅制限範囲をI/Qの各軸で 2^n （ n は自整数）の倍数とすると良い。

【0028】本願第6の発明は、複数のQAM復調器を具備するときに、前記請求項1又は2又は3又は4又は5記載のブランチメトリック演算手段がそれぞれのQAM復調器に対して共有されることを要旨とする。

【0029】

【作用】本願第1あるいは第2の発明によれば、前記振幅制限により、4つの「ユークリッド距離の2乗」を演算するためのテーブルを受信シンボルが属する各領域において共通化せしめ、かつ、前記配置組み合わせデータにより、前記4つの「ユークリッド距離の2乗」を4つのブランチメトリックのそれぞれ（ $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ ）に対応させて出力することができる。このとき、前記4つのユークリッド距離の2乗の計算には、前記復調データの一部で良いので、計算量を減らすことが可能となる。

【0030】また、本願第3の発明によれば、前記4つのブランチメトリックの表現ビット数を減らすことができるので、前記ユークリッド距離の2乗を計算する演算手段（BMU）の回路規模を減らすことが可能である。

【0031】

【実施例】以下、本発明に係る一実施例を図面を参照して説明する。図1は本願第1の発明と第3の発明に係り、256QAM変調方式によるトレリス復号器の第1の実施例の構成を示すブロック図である。まず、図1を参照して構成を説明する。振幅制限手段11は、7bit（8bit 精度）の256QAM復調データ I_d, Q_d を入力して所定の振幅制限範囲に制限するものである。この振幅制限手段11の出力の上位5ビットは非符号化ビット復号部20に入力され、下位3ビットはビタビ復号部30に入力される。また非符号化ビット復号部20は領域判定手段21、遅延手段23及び非符号化ビットデコード25により構成され、ビタビ復号部30はBMU31、ビタビ復号回路33及びたたみ込み符号化回路35により構成される。

【0032】以下、このような構成のトレリス復号器の作用について説明する。まず、振幅制限手段11に、軟判定復調された受信シンボルの位置に対応したI/Q軸のそれぞれの成分である復調データ I_d, Q_d がそれぞれ入力され、図2に示す振幅制限範囲に制限される。例えば、復調データ I_d, Q_d は、それぞれ8ビット精度の7ビットで表現され、 $-64(100000) \sim 63(011111)$ の値を取り得る（図2では点線の範囲

内に復調データは対応する)。

【0033】特願平5-275660号によれば、適当な振幅制限を施しても誤り特性の劣化はほとんどなく、256QAMの場合、 I/Q 軸のそれぞれで、 $-60 \sim +60$ に制限する。すなわち、図2で変調データの振幅制限における下限値 $I_l = Q_l = -60$ 、振幅制限における上限値 $I_h = Q_h = +60$ として、2点鎖線の範囲に復調データは変換されて制限される。これにより任意の受信シンボルに対する、ビタビ復号のためのブランチメトリックは、図3のテーブルを用いて演算することが可能になる。

【0034】図3は◎の変調シンボル(送信シンボル)に対するブランチメトリックの演算テーブルであるが、△の変調シンボルに対する演算テーブルは、図3の演算テーブルを反時計回りに 90° 回転することで得られる。つまり、各変調シンボルに対する演算テーブルは4種類だけ持っておけばよいことになる。

【0035】この演算テーブルの値は $0 \sim 128$ の値をとるので8ビットの表現を必要とするが、ある程度までビット打ち切り(正規化)を施しても、特性劣化はほとんど生じないことが知られており、例えば図4のように上位4ビットで表現することが可能である。

【0036】ところで、非符号化ビットの復号は、特願平5-275599号において、受信シンボルの位置を○、□、△、◎で囲まれる領域(判定領域)に対応づける領域判定処理により可能であることが示されている。図1の非符号化ビット復号部20はこれに基づいた構成である。

【0037】この領域判定に用いる各領域のサブセットの配置パターンは、図5の場合は図6のように4通りしか存在しない。それぞれ P_0, P_1, P_2, P_3 とすると、図5のように I 軸方向、 Q 軸方向に P_0 と P_3 あるいは P_1 と P_2 の組み合わせで交互に配置される。

【0038】また、前記特願平5-275599号によれば、上記各判定領域と受信シンボルがどの領域にあるかという領域情報とは1対1に対応していれば、任意であるので、例えば、 $P_0 \sim P_3$ と対応させて領域情報の上位の2ビットを $(00), (01), (10), (11)$ としてもよい。このようにすると、サブセットの配置パターンをこの領域情報の上位2ビットで表現できる。これを配置パターン情報として図1においてBMU31に入力することで、振幅制限手段の出力 $7\text{bit} \times 2$ (I_d, Q_d) のうち下位の $4\text{bit} \times 2 = 8\text{bit}$ の入力のみでブランチメトリック $\lambda_0 \sim \lambda_3$ を計算することが可能となる。すなわち、図4のブランチメトリックの演算テーブルは4つ持っておき、それぞれの演算結果を配置パターン情報により、振り分けて $\lambda_0 \sim \lambda_3$ とする。

【0039】このときのBMU31の構成を図7に示す。EDU311は、図4の演算テーブルに対応するユークリッド距離の2乗を計算して a, b, c, d を表現

する出力を得るユークリッド距離演算手段を表す。この場合、復調データ I_d の振幅制限後の復調データを I'_d 、復調データ Q_d の振幅制限後の復調データを Q'_d とするとき、入力は I'_d, Q'_d の下位4ビットで、それぞれ出力は4ビットであり、 $P_0 \sim P_3$ を表現する配置パターン情報に従って選択出力され、 $\lambda_0 \sim \lambda_3$ に割当てられて出力される。この場合 $\lambda_0 \sim \lambda_3$ のそれぞれは4ビットである。

【0040】このようにすることで、従来 I'_d, Q'_d の $7\text{bit} \times 2 = 14\text{bit}$ を演算して $\lambda_0 \sim \lambda_3$ の $4\text{bit} \times 4 = 16\text{bit}$ の出力を得ていたものを I'_d, Q'_d の下位 $4\text{bit} \times 2 = 8\text{bit}$ と配置パターン情報2ビットの合計10ビットと演算することで $\lambda_0 \sim \lambda_3$ を得ることができる。この回路規模縮小の効果は、図7のBMU31の構成をROMで構成することを考えると容易に理解できる。つまり、従来の方法によれば、14ビット入力16ビット出力のROMであり、256Kbit ($1\text{K} = 1024\text{bit}$) のメモリ容量を必要とする。ところが本実施例によると、10ビット入力16ビット出力であり16Kbitのメモリ容量のROMで実現でき、縮小の効果は $1/16$ となる。

【0041】次に第2の実施例について説明する。特願平5-275660号によれば、図8に示すようにEAUの出力に非線形処理を施しても、特性はほとんど劣化されないで、ブランチメトリックの表現ビット数を3ビットとすることが可能となる。この場合もROMに換算することで回路規模の縮小の効果を推定でき、10bit入力 $3\text{bit} \times 4 = 12\text{bit}$ 出力のROMとなる。すなわち、12Kbitのメモリ容量であるから第2の実施例の縮小の効果は $3/64$ である。

【0042】次に第3の実施例について説明する。図8に示す非線形処理を用いなくても、上記と同様にブランチメトリックの表現ビット数を3ビットとすることができ、しかもBMU31入力のビット数も削減可能である。

【0043】以下、図9を参照して説明する。まず、図5における振幅制限範囲を、 $I_l = Q_l = -60, I_h = Q_h = 59$ とする(このように制限しても特性の劣化はほとんどないのは明らかである)。そして、図9に示すように I/Q 軸のそれぞれに投影した各領域の範囲を、8値毎にとる。つまり、 (-7) の領域は $-60 \sim -53$ であり、 (-6) の領域は $-52 \sim -49$ とする。このようにすると、 I/Q 軸のそれぞれに投影した各領域 $(-7) \sim (7)$ は図10及び図11に示すようにそれぞれ8値ずつの値に分けられ、したがって演算テーブルは $8 \times 8 = 64$ 値となって I'_d, Q'_d の下位3ビットと直接、対応付けることができる。また、図9に示した表によるとブランチメトリックの値は $0 \sim 6$ の範囲に納まっているので、3ビットで表現できる。

【0044】同様に、図7に示したBMU31の構成を

ROMで実現したとすると3bit × 2 = 6bit 入力12bit 出力であるから、3 Kbit のメモリ容量で可能となり、縮小の効果は3/256となる。

【0045】なお、図10及び図11において、(ー7)～(7)の各領域は上位5ビットで表現できる。したがって、図1において領域判定手段21における領域判定はI'd, Q'dそれぞれの上位5ビットで実現できる。

【0046】以上、変調方式から256QAMの場合を例に説明してきたが、他のQAM変調でも同様の効果を得る。図5に示す16QAM, 32QAM, 64QAM, 256QAMについて、回路規模縮小の効果をROMに換算して表にしたものを図12に示す(ここで本実施例の欄は第3の実施例に対応する)。各変調方式は、変調シンボルの数が異なるので、復調データId, Qdのビット数が異なる。提案の構成によるBMU31の入出力のビット数は各変調方式共通であるので、変調レベルが高い程回路規模縮小の効果は大である。

【0047】これに、複数の変調方式に対応したトレリス復号器を構成する場合、図5のようにサブセットの配置を、各変調方式で重複する部分を共通とした場合は、(振幅制限範囲は各変調方式に対応して変える必要があるが) BMU31を共通とすることができる。

【0048】また、これまでの例で配置パターン情報を領域情報の上位2ビットとしたが任意の2ビットでもよいし、P₀～P₃と1対1に対応すればよいので2ビット以上(例えば3ビット)で表現してもよい。

【0049】次に第4の実施例について説明する。前述した各実施例は、領域情報の一部のビットをそのまま配置パターン情報とした。図13に示すように配置パターン検出器41を用いれば、P₀～P₃と1対1に対応させて領域情報の一部を決める必要はなくなる。

【0050】各判定領域と領域情報とは1対1に対応しているので、領域情報の2ビット以上の一部または全部をデコードすることで、判定領域をグループ分けした部分集合であるP₀～P₃と1対1に対応する配置パターン情報が得られるのは明らかである。ただし、本実施例ではP₀～P₃は4つなので少なくとも領域情報の2ビットをデコードする必要がある。また、BMU31は第1の実施例乃至第3の実施例と同じものを用いることが可能である。

【0051】次に第5の実施例について説明する。配置パターン情報は、代表シンボルの組データによって一意に決まるので、図14に示すように代表シンボル検出手段27により代表シンボルの組データとデコードすることでも得られる。ただし、この場合はあまり高レベルの変調方式を用いるときには、配置パターン検出手段43の規模が大きくなるので回路規模の縮小上、不利になる。

【0052】図14は変調方式が16QAMの場合(非

符号化ビット数2ビット)で、配置パターン検出手段43はROMに換算して、十分に小さい512ビットのメモリ容量のROMで実現できる。この第5の実施例でもBMU31は第1の実施例乃至第3の実施例と同じものを用いることが可能である。

【0053】次に第6の実施例について説明する。配置パターン情報は受信シンボルの位置により一意に決まるため、I'd, Q'dの上位5ビットからもデコードできる(256QAMの場合)。例えば、図15に示すように、振幅制限手段11とBMU31との間に配置パターン検出手段45を設け、BMU31に配置パターン情報を与えるようにしても良い。この場合、非符号化ビット復号部20は、図14及び図16に示される代表シンボル検出手段27によるものであってもよい。このときの配置パターン検出手段45は図1の領域判定手段21で配置パターン情報のみを出力するのに一致する。この第6の実施例においてもBMU31は第1の実施例乃至第3の実施例と同じものを用いることが可能である。

【0054】なお、上述した全ての実施例において、復調データのビット数及びブランチメトリックのビット数はこの限りではない。例えば、256QAMの場合は、復調データId, Qd, I'd, Q'dのビット数をそれぞれ8ビットとして、BMU31の入力ビット数をI'd, Q'dの下位4ビットずつとし(領域判定はI/D軸16サンプルごととする)、また、ブランチメトリックをそれぞれ4ビットで表現するとビタビ復号の誤り率特性はわずかながら向上する。逆にId, Qd, I'd, Q'dのビット数を6ビットとすると誤り特性は悪化するものの回路規模はさらに小さくなる。また、全ての演算は、DSPによるソフトプログラム処理によっても可能であることは明らかである。

【0055】尚、符号化率を $R = m / (m + 1)$ より大とするときの符号化の方法が特願平3-345145号より提案されている。このときも符号化のビット数が2のときは、本発明が適用できるのは明らかである。

【0056】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、ブランチメトリックの演算に必要な入力ビット数を削減でき簡単化が可能となり、また出力のビット数も減らすことができ回路の簡単化が実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るトレリス復号器の一実施例の概略の構成を示すブロック図である。

【図2】256QAM-TCMの非符号化ビット(上位6ビット)の信号配置例を示す図である。

【図3】ブランチメトリックの一例を示す図である。

【図4】ブランチメトリックのビット打ち切りを示す図である。

【図5】QAM-TCMの信号配置とサブセットを説明するための図である。

【図6】サブセットの代表シンボルの配置の組み合わせ例を示す図である。

【図7】BMUの概略の構成を示すブロック図である。

【図8】リミット付きEDUの概略の構成を示すブロック図である。

【図9】本発明に係るトレリス復号器における領域判定とブランチメトリック演算テーブルの一実施例を示す図である。

【図10】本発明に係るトレリス復号器における振幅制限後の軟判定復調データ例を示す図である。

【図11】本発明に係るトレリス復号器における振幅制限後の軟判定復調データ例を示す図である。

【図12】本発明に係るBMUと従来のBMUの、それぞれのROMサイズを比較した図である。

【図13】本発明に係る第4の実施例におけるトレリス復号器の概略の構成を示すブロック図である。

*【図14】本発明に係る第5の実施例におけるトレリス復号器の概略の構成を示すブロック図である。

【図15】本発明に係る第6の実施例におけるトレリス復号器の概略の構成を示すブロック図である。

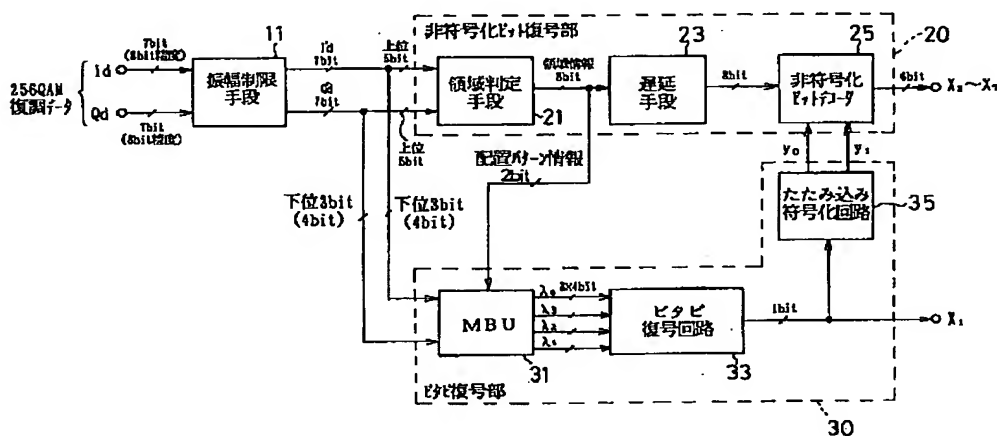
【図16】従来のトレリス復号器の概略の構成を示すブロック図である。

【図17】従来のトレリス符号化器の概略の構成を示すブロック図である。

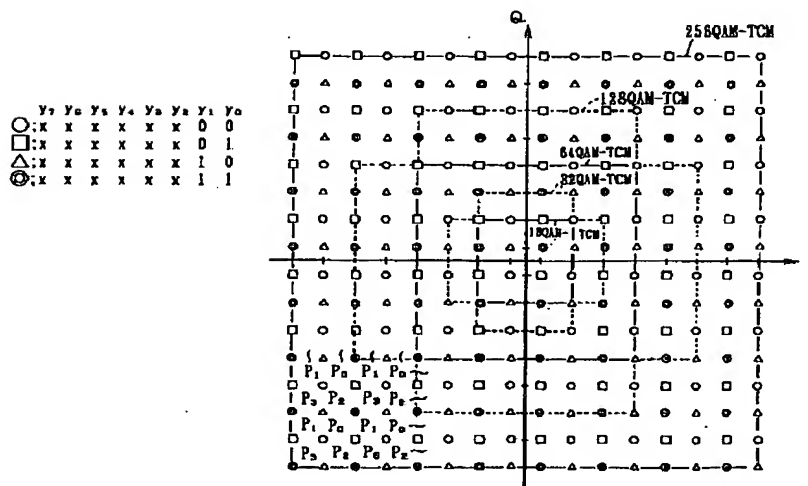
【符号の説明】

- 11…振幅制限手段、20…非符号化ビット復号部、21…領域判定手段、23…遅延手段、25…非符号化ビットデコーダ、27…代表シンボル検出手段、29…非符号化ビット選択手段、30…ビタビ復号部、31…BMU、33…ビタビ復号回路、35…たたみ込み符号化回路、41…配置パターン検出手段、43…配置パターン検出手段、45…配置パターン検出手段。

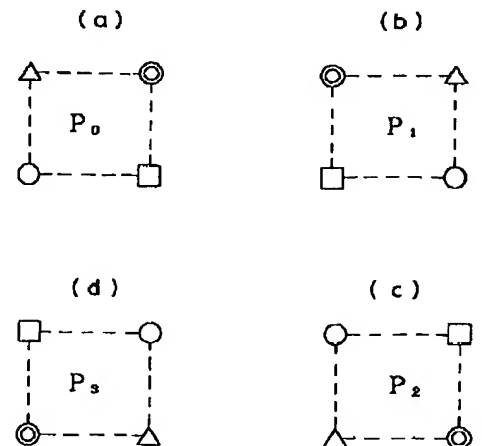
【図1】



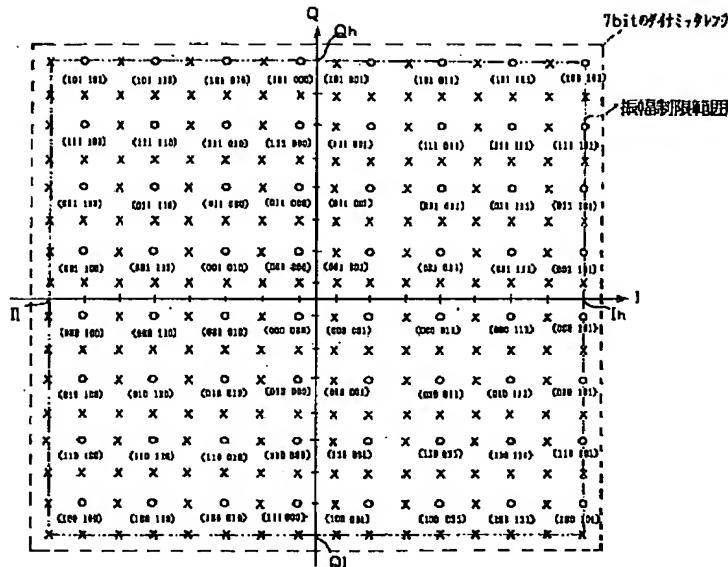
【図5】



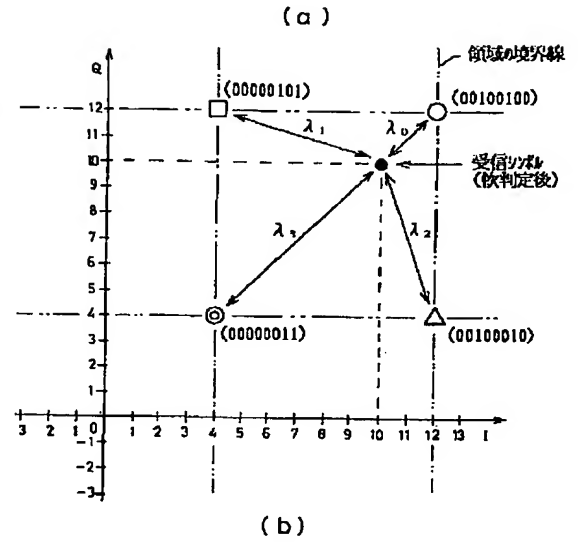
【図6】



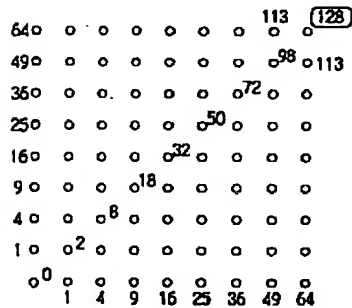
【図 2】



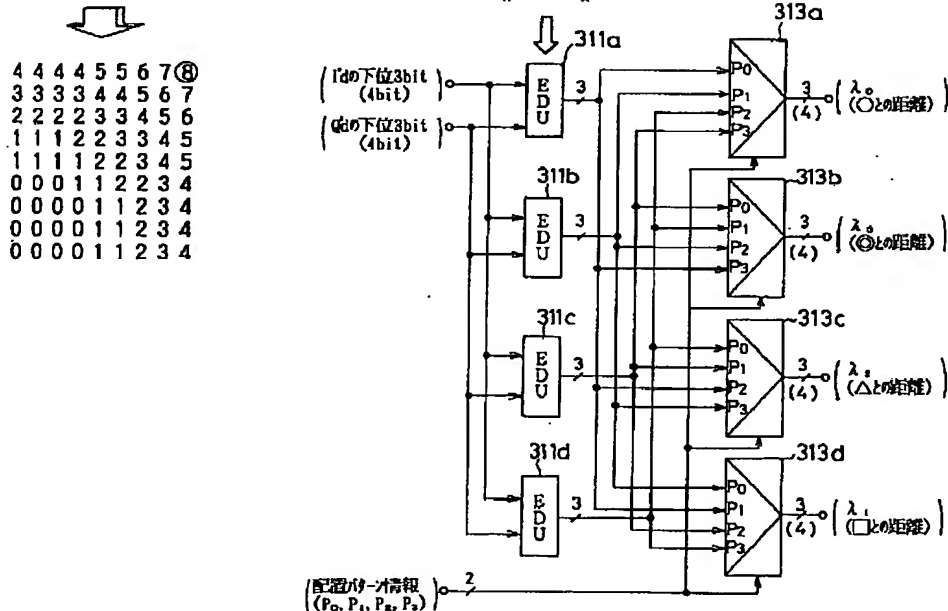
【図 3】



【図 4】

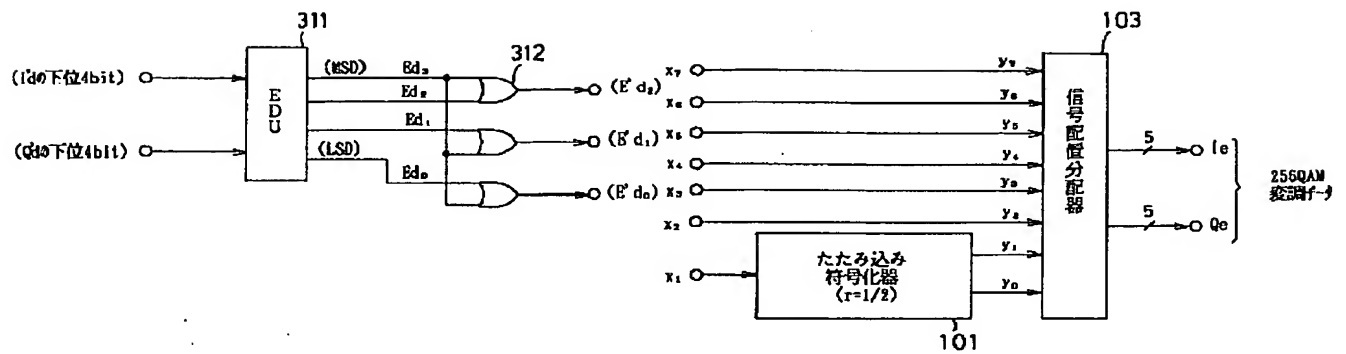


【図 7】

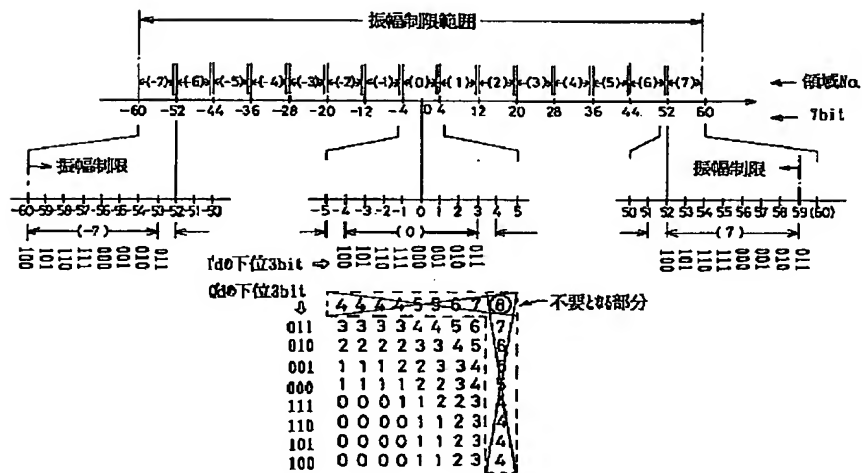


【図 8】

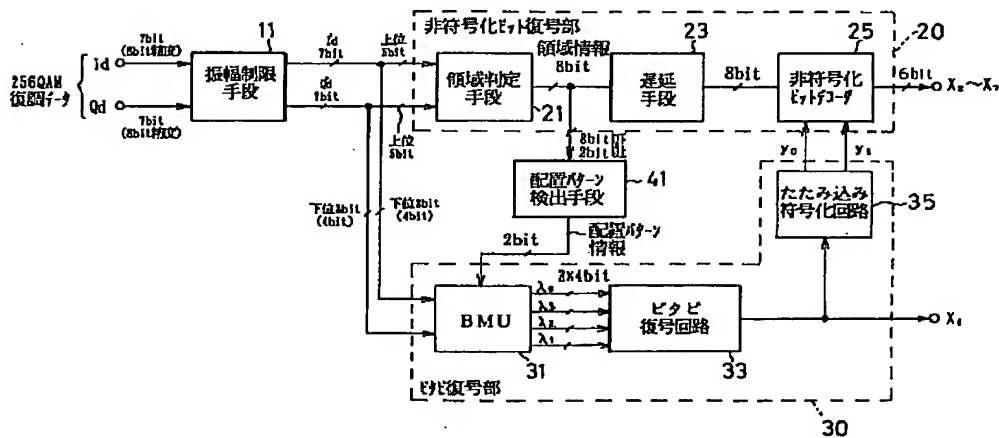
【図 17】



【図 9】



【図 13】



【図10】

	振幅制限後の軟判定復調データ(1ch)(片ch)				BMU 正規化
	10進	2進	上位5bit	下位3bit	
(7)	59	0111011		011	7
	58	0111010		010	6
	57	0111001		001	5
	56	0111000		000	4
	55	0110111		111	3
	54	0110110		110	2
	53	0110101	01101	101	1
	52	0110100		100	0
(6)	51~48	0110011~0110000	01100		
(5)	47~44	0101111~0101100	01011		
	43~40	0101011~0101000	01010		
	39~36	0100111~0100100	01001		
	35~32	0100011~0100000	01000		
(4)	31~28	0011111~0011100	00111		
(3)	27~24	0011011~0011000	00110		
	23~20	0010111~0010100	00101		
	19~16	0010011~0010000	00100		
	15~12	0001111~0001100	00011		
(1)	11	0001011		011	7
	10	0001010		010	6
	9	0001001	00010	001	5
	8	0001000		000	4
	7	0000111		111	3
	6	0000110	00001	110	2
	5	0000101		101	1
	4	0000100		100	0
(0)	3	0000011		011	7
	2	0000010		010	6
	1	0000001	00000	001	5
	0	0000000		000	4
	-1	1111111		111	3
	-2	1111110	11111	110	2
	-3	1111101		101	1
	-4	1111100		100	0

【図11】

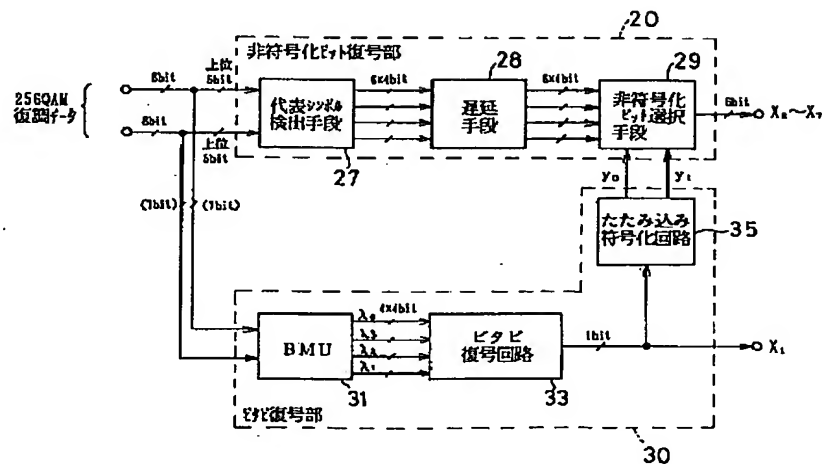
	振幅制限後の軟判定復調データ(2ch)(片ch)				BMU 正規化
	10進	2進	上位5bit	下位3bit	
(0)	3	0000011		011	7
	2	0000010		010	6
	1	0000001	00000	001	5
	0	0000000		000	4
	-1	1111111		111	3
	-2	1111110	11111	110	2
	-3	1111101		101	1
	-4	1111100		100	0
(-1)	-5	1111011		011	7
	-6	1111010		010	6
	-7	1111001	11110	001	5
	-8	1111000		000	4
	-9	1111011		111	3
	-10	1111010	11101	110	2
	-11	1111010		101	1
	-12	1111010		100	0
(-2)	-13~16	1110111~1110000	11100		
	-17~20	1101111~1101100	11011		
	-21~24	1101011~1101000	11010		
	-25~28	1100111~1100100	11001		
(-3)	-29~32	1100011~1100000	11000		
	-33~36	1011111~1011100	10111		
	-37~40	1011011~1011000	10110		
	-41~44	1010111~1010100	10101		
(-4)	-45~48	1010011~1010000	10100		
	-49~52	1001111~1001100	10011		
(-5)	-53	1001011		011	7
	-54	1001010		010	6
	-55	1001001	10010	001	5
	-56	1001000		000	4
	-57	1000111		111	3
	-58	1000110	10001	110	2
	-59	1000101		101	1
	-60	1000100		100	0

【図12】

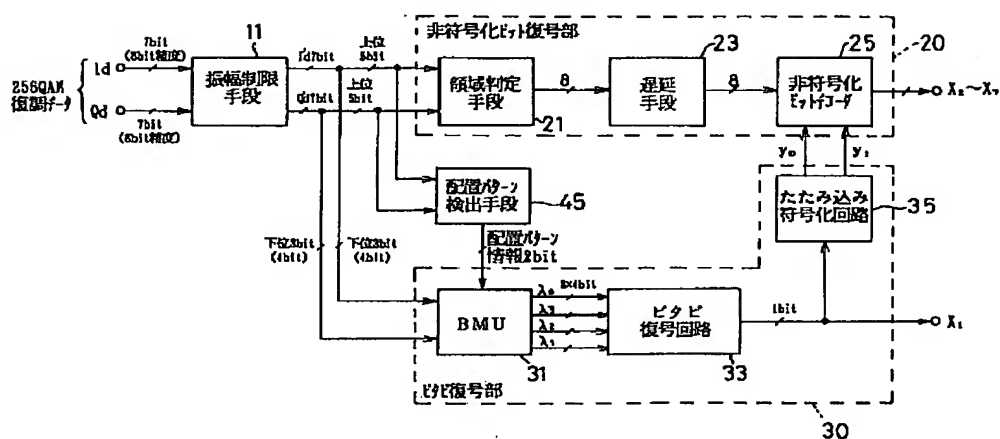
BMUのROMサイズ比較			
変調方式	復調データ数	BMUのROMサイズ	
		従来	本実施例
16QAM	5x2bit	16Kbit	3Kbit
32QAM	6x2bit	64Kbit	
64QAM	6x2bit	64Kbit	
128QAM	7x2bit	256Kbit	
256QAM	7x2bit	256Kbit	

但し、1Kbit=1024bit

【図16】



【图 15】



技術表示箇所

H O 4 L 27/34